

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-041134

(43)Date of publication of application : 12.02.1999

(51)Int.Cl.

H04B 1/50

(21)Application number : 09-189871

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 15.07.1997

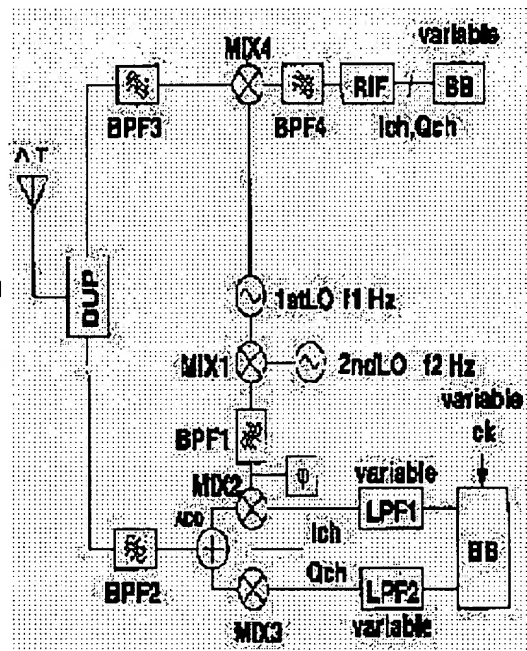
(72)Inventor : OTAKA SHOJI

(54) VARIABLE RATE RADIO EQUIPMENT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To unnecessitate a variable filter in an IF stage without deteriorating performance by directly converting a base band signal into a transmission frequency band by a quadrature orthogonal modulator by a local signal for transmission generated by multiplying two frequency signals, and adopting a heterodyne system at a reception system.

SOLUTION: A local signal at a transmission system is generated by multiplexing a frequency signal from an oscillator 1stLO having a synthesizer by a frequency signal from a fixed oscillator 2ndLO by a multiplexer MIX1. Base band signals Ich and Qch whose unnecessary signals are removed by low pass filters LPF1 and LPF2 are converted into a desired RF signal by a quadrature modulator constituted of a 90° phase shifter, mixers MIX2 and 3, and adder ADD by using the local signal for transmission. Also, a heterodyne system is adopted at a receiving system, and the maximum band width of a variable transmission rate is set as the band of the filter BPF4 in an intermediate frequency band.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

25.09.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japanese Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-41134

(43)公開日 平成11年 (1999) 2月12日

(51)Int. Cl.⁶
H 0 4 B 1/50

識別記号

F I
H 0 4 B 1/50

審査請求 未請求 請求項の数4 O L (全 7 頁)

(21)出願番号 特願平9-189871

(22)出願日 平成9年 (1997) 7月15日

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72)発明者 大高 章二

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株

式会社東芝研究開発センター内

(74)代理人 弁理士 須山 佐一

(54)【発明の名称】 可変レート無線機

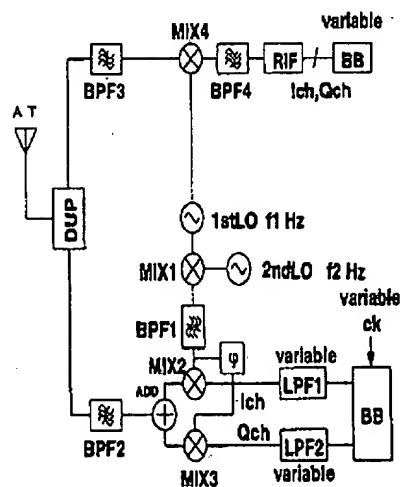
(57)【要約】

【課題】 可変レート伝送方式の無線機の小型化および低価格化を図る。

【解決手段】 可変レート無線機において、送信系は、第1の発振器 (1st L O) の発振周波数信号および第2の発振器 (2nd L O) の発振周波数信号を基に乗算器

(M I X 1) と加算器 (A D D) にて送信用のローカル信号を生成し、直交変調器にて、送信系ローカル信号からベースバンド信号を送信周波数帯域に直接変換する。

また、受信系は従来のヘテロダイン方式を用いて構成し、R F信号から周波数変換された中間周波数信号の帯域制限を行うフィルタの通過帯域を可変レート伝送の最大周波数帯域幅にすることを特徴とする。これにより、送信系および受信系ともに I F段の可変フィルタ又はその一部を排除でき、小形で安価な可変レート無線機を実現できる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 送受信信号の伝送レートが可変である無線機において、

第1の周波数信号を発振する第1の発振器と、

第2の周波数信号を発振する第2の発振器と、

前記第1および第2の周波数信号の周波数を乗算して送信用ローカル信号を生成する乗算器と、

前記生成された送信用ローカル信号によりベースバンド信号を送信周波数帯に直接変換する直交変調器と、

前記第1の周波数信号により受信信号を中間周波数信号に変換する周波数変換器と、

可変伝送レートの最大周波数帯域を通過帯域として有し、前記周波数変換器より出力された中間周波数信号の帯域制限を行う帯域フィルタとを有することを特徴とする可変レート無線機。

【請求項2】 請求項1記載の可変レート無線機において、

受信RF信号の周波数と、前記第1の周波数信号の周波数 f_1 との差の絶対値の周波数を f 、前記第2の周波数信号の周波数 f_2 の整数倍の値を $n \cdot f_2$ （但し、 n は整数、 $f_1 > f_2$ ）として、 $f > n \cdot f_2$ または $f < n \cdot f_2$ を満足することを特徴とする可変レート無線機。

【請求項3】 請求項1記載の可変レート無線機において、

送信用ベースバンド信号を発生するD/A変換器のクロック周波数 f_{ck} は伝送帯域の少なくとも2倍以上を有し、前記D/A変換器の後段に装備されるローパスフィルタの通過帯域を伝送帯域以上かつ f_{ck} の $1/2$ 以下とするように伝送帯域により可変されることを特徴とする可変レート無線機。

【請求項4】 請求項1記載の可変レート無線機において、

送信用ベースバンド信号を発生するD/A変換器のクロック周波数 f_{ck} は伝送帯域の最大周波数の少なくとも2倍以上を有し、前記D/A変換器の後段に装備されるローパスフィルタの通過帯域を伝送帯域の最大周波数以上かつ f_{ck} の $1/2$ 以下とするように伝送帯域によらず固定とされることを特徴とする可変レート無線機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、携帯無線機等の無線機に係り、特に送受信信号の伝送レートを可変可能な無線通信システムに利用される可変レート無線機に関する。

【0002】

【従来の技術】 近年、PHSや携帯電話に代表される移動無線機の加入者が増大している。これに伴い、これまで割り当てられてきた周波数では対応しきれなくなってきたおり、周波数利用効率の向上が強く望まれてきている。周波数利用効率を高める技術の一つに、情報量に適

応した可変レート伝送方式が挙げられる。

【0003】 可変レート伝送には、音声およびデータ信号等のベースバンド信号とアンテナから放射されるRF（Radio Frequency）信号間を直接変復調するダイレクト変換方式が望まれる。なぜならば、伝送レートにより周波数特性を可変とするフィルタは一般に製造しにくく、ダイレクト変換方式はヘテロダイン方式に比べフィルタの数が少なく済むためである。さらに、ダイレクト変換方式で必要となる可変フィルタは一般に製造が容易とされるベースバンド用の可変フィルタのみとすることが可能である。

【0004】 しかしながら、可変フィルタ以外の項目については、ヘテロダイン方式の無線機に比べ、ダイレクト変換方式を用いた無線機の実現は難しい。これを以下に説明する。

【0005】 ダイレクト変換方式をとった送信系は、ローカル発振周波数とRF信号が同じ周波数であるため、ローカル発振器に対するRF出力信号の干渉が起こる。つまり、ローカル発振器の発振信号に被変調信号が付加されてしまう。これにより、RF信号の変調精度等が大きく劣化する。ローカル信号発振器への干渉を小さくするには、図11に示すように、ローカル信号1st LOおよび2nd LOを2つ用意し、これらの周波数を加算または減算したものを送信する周波数とする方式がある。この方式をとると、発振器への干渉は小さくなるので変調精度等の劣化は小さくなる。しかしながら、この方式は、送信するローカル周波数を得るために、ローカル信号系がヘテロダイン方式をとっているため、通常のヘテロダイン方式に比べダイレクト方式の利点である部品点数削減の点で優位性はない。

【0006】 一方、ダイレクト変換受信系においては、周波数変換器の2次歪みおよび周波数変換器またはベースバンド増幅器で発生する直流オフセットが受信特性を劣化させることが知られている。したがって、一般の無線機は送受信ともにヘテロダイン方式をとっている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】 しかしながら、このように送受信系ともにヘテロダイン方式を用いて実現した可変レート無線機では、送受信系ともにベースバンドの可変フィルタのほかに中間周波数段の可変フィルタが必要となる。このIF段可変フィルタは製造が難しく、一般に容積が大きくなる欠点や製造価格が高くなる等の問題がある。

【0008】 本発明はこのような課題を解決するためのもので、送信系および受信系ともにIF段の可変フィルタを排除でき、以て小形で安価な可変レート無線機を実現することを目的としている。

【0009】

【課題を解決するための手段】 上記目的を達成するために、本発明の可変レート無線機は、送受信信号の伝送レ

3

ートが可変である無線機において、第1の周波数信号を発振する第1の発振器と、第2の周波数信号を発振する第2の発振器と、前記第1および第2の周波数信号の周波数を乗算して送信用ローカル信号を生成する乗算器と、前記生成された送信用ローカル信号によりベースバンド信号を送信周波数帯に直接変換する直交変調器と、前記第1の周波数信号により受信信号を中間周波数信号に変換する周波数変換器と、可変伝送レートの最大周波数帯域を通過帯域として有し、前記周波数変換器より出力された中間周波数信号の帯域制限を行う帯域フィルタとを有することを特徴とする。

【0010】すなわち本発明は、送信系において、2つのローカル信号から送信用のローカル信号を乗算器で生成し、直交変調器で当該送信用ローカル信号によりベースバンド信号を送信周波数帯に直接変換し、また、受信系においてはヘテロダイン方式を採用し、中間周波数帯のフィルタの帯域として可変伝送レートの最大帯域幅を設定したことにより、送信系および受信系からIF段の可変フィルタを不要とした簡単な構成の可変レート無線機を実現できる。

【0011】また、受信RF信号の周波数と、前記第1の周波数信号の周波数 f_1 との差の絶対値の周波数を f 、前記第2の周波数信号の周波数 f_2 の整数倍の値を $n \cdot f_2$ （但し、 n は整数、 $f_1 > f_2$ ）とした場合、 $f > n \cdot f_2$ または $f < n \cdot f_2$ を満足することによって、送信信号の漏洩を受信部で受信することが避けられ、受信性能の向上を図ることができる。

【0012】さらに、送信用ベースバンド信号を発生するD/A変換器のクロック周波数 f_{ck} を伝送帯域の少なくとも2倍以上とし、D/A変換器の後段に装備されるローパスフィルタの通過帯域 f_{LPF} を伝送帯域以上かつ f_{ck} の $1/2$ 以下とするように、伝送帯域によりそれぞれ可変するように構成すること、或いは、クロック周波数 f_{ck} を伝送帯域の最大周波数の少なくとも2倍以上とし伝送帯域によらず固定とし、ローパスフィルタの通過帯域 f_{LPF} を伝送帯域以上かつ f_{ck} の $1/2$ 以下とするように伝送帯域により可変するように構成することで、全ての伝送帯域に対し、折り返し歪みを生じることなくベースバンド信号を生成することができる。

【0013】

【発明の実施の形態】以下、本発明を実施する場合の形態について図を参照して説明する。

【0014】図1に本発明の一実施形態である可変レート無線機の送受信部の構成を示す。本実施形態はFDD（Frequency Domain Duplex）方式の無線通信システムを仮定しており、よってアンテナ（AT）と送信部ならびに受信部との間にデュプレクサ（DUP）が介挿されている。

【0015】送信系のローカル信号は、シンセサイザを有する第1の発振器（1stLO）からの周波数信号と第

4

2の発振器である固定発振器（2ndLO）からの周波数信号とを乗算器（MIX1）にて乗算することによって生成される。乗算器（MIX1）の出力のうち所望のローカル周波数以外の不要波はバンドパスフィルタ（BPF1）により所定値まで減衰される。

【0016】送信系のベースバンド信号は可変レートに対応しているため、ベースバンド信号処理部（BB）内の図示しないD/A変換器のクロック周波数は、ベースバンド信号の帯域の少なくとも2倍以上の周波数とする。

10 D/A変換器のクロック速度は伝送帯域に応じて変えてもよいし、伝送帯域の最大帯域の2倍以上に固定してもよい。このように構成することで、全ての伝送帯域に対し、折り返し歪みを生じることなくベースバンド信号を生成できる。

【0017】ベースバンド信号用のローパスフィルタ（LPF1、LPF2）はベースバンド処理部（BB）から出力されたベースバンド信号（Ich、Qch）の高調波成分を除去するものである。これらのローパスフィルタ（LPF1、LPF2）はベースバンド信号の伝送帯域に応じて、折り返し歪みが除去できるように周波数特性を可変することが可能である。ただし、ベースバンド処理部（BB）内のD/A変換器のクロックが伝送帯域に拠らず最大伝送レート時に必要な周波数で固定されている場合は、ローパスフィルタ（LPF1、LPF2）の特性が最大伝送レートに必要な通過特性に固定されていても問題ない。

【0018】ローパスフィルタ（LPF1、LPF2）にて不要な信号が除去されたベースバンド信号（Ich、Qch）は90度移相器（ ϕ ）、ミキサ（MIX2、MIX3）および加算器（ADD）からなる直交変調器により所望のRF信号に変換される。図示されていないが、生成されたRF信号は電力増幅器等で増幅された後、デュプレクサ（DUP）に入力される。

【0019】送信系をこのように構成することで、従来のヘテロダイン方式の可変レート伝送方式で必要とされていた可変IFフィルタが不要になり、構成を簡単化することができる。したがって、図11で示した送信系の構成は可変レート伝送に適用した場合、重要な役割を果たす。

40 【0020】受信系の構成は従来のヘテロダイン方式と同様である。すなわち、イメージ周波数の不要成分を除去するイメージ除去フィルタ（BPF3）を介して得たRF信号を、発振器（1stLO）を用いて乗算器（MIX4）によりIF信号に変換する。このIF信号は、バンドパスフィルタ（BPF4）を通した後、受信用IF段フィルタ（RIF）に含まれる周波数変換器によりベースバンド信号またはより低周波なIF信号（以下、第2IF信号と呼ぶ。）に変換される。第2IF信号に変換される場合、第2IF段に可変フィルタが必要となるが、IF段のバンドパスフィルタ（BPF4）として可

変フィルタを用いなくてよいので全体としての構成は簡単になり、低価格化が可能となる。

【0021】通常のヘテロダイン方式の可変レート無線機において、バンドパスフィルタ(BPF4)はRIFブロックで行われる第2IF信号の周波数変換用イメージ除去フィルタであるが、本実施形態におけるバンドパスフィルタ(BPF4)はイメージ除去のみならずチャネル選択機能を持つ。

【0022】すなわち、図2に示すように、バンドパスフィルタ(BPF4)の通過帯域を可変レートの最大帯域幅 BW_{max} とした場合、乗算器(MIX4)により周波数変換された所望の信号の中心周波数は、発振器(1stLO)の周波数を調整することによってバンドパスフィルタ(BPF4)の中心周波数 f_{center} に合わせることができる。

【0023】したがって、最大帯域幅で伝送される場合、バンドパスフィルタ(BPF4)によって、受信信号に対するイメージ抑圧が行われるとともにチャネル選択を行うことができる。

【0024】最大帯域幅以下で伝送される場合は、これまでと同様に、バンドパスフィルタ(BPF4)によって受信信号のイメージ抑圧のみが行われる。この場合、RIFブロックまたはRIFブロック後の第2IF部またはベースバンド部に用意された可変フィルタにてチャネルが選択されることになる。

【0025】このように構成することで、IF段のバンドパスフィルタ(BPF4)を伝送レートにより可変することなく無線機を実現できるので、技術的に容易になるのみならず、無線機の低価格化を実現できる。

【0026】図3は本発明をTDD(Time Domain Duplex)におけるシステムに適用した場合の、可変レート無線機の送受信部の他の実施形態の構成を示す図である。

【0027】本実施形態は、先の実施形態におけるデュプレクサ(DUP)を送受切り替えスイッチ(T/R)に置き換えて構成されたものである。本実施形態の有効性はFDDの場合に示したものと同一であるので説明は省く。

【0028】次に、発振器(1stLO)の周波数 f_1 、発振器(2stLO)の周波数 f_2 、送信周波数 f_{TX} 、受信周波数 f_{RX} およびバンドパスフィルタ(BPF4)の中心周波数 f_{center} の設定の仕方について説明する。

【0029】まず、送信周波数 f_{TX} および受信周波数 f_{RX} が異なる場合について述べる。

【0030】図4は $f_1 < f_{TX} < f_{RX}$ の場合を示す。この場合は、 $f_{center} = f_{RX} - f_1$ および $f_2 = f_{TX} - f_1$ と設定することで、上記無線機が実現できる。

【0031】図5は $f_{TX} < f_{RX} < f_1$ の場合を示す。この場合は、 $f_{center} = f_1 - f_{RX}$ および $f_2 =$

$f_1 - f_{TX}$ と設定することで、上記無線機が実現できる。

【0032】図6は $f_{RX} < f_{TX} < f_1$ の場合を示す。この場合は、 $f_{center} = f_1 - f_{RX}$ および $f_2 = f_1 - f_{TX}$ と設定することで、上記無線機が実現できる。

【0033】図7は $f_1 < f_{RX} < f_{TX}$ の場合を示す。この場合は、 $f_{center} = f_{RX} - f_1$ および $f_2 = f_{TX} - f_1$ と設定することで、上記無線機が実現できる。

【0034】次にPHS等に見られるように送信周波数 f_{TX} と受信周波数 f_{RX} が同一の場合について述べる。

【0035】図8は $f_1 < f_{TX} = f_{RX}$ の場合を示す。この場合は、 $f_{center} = f_2 = f_{RX} (f_{TX}) - f_1$ と設定することで、上記無線機が実現できる。

【0036】図9は $f_1 > f_{TX} = f_{RX}$ の場合を示す。この場合は、 $f_{center} = f_2 = f_1 - f_{RX} (f_{TX})$ と設定することで、上記無線機が実現できる。

【0037】次に、FDDの場合の問題となる送信信号のスプリアスが受信信号に重畳されてしまう場合について説明する。図10に $f_{center} = 2 \cdot f_2$ となる関係をもつ場合の状態を示す。送信用のローカル周波数 $f_1 + f_2$ [Hz]は、図1に示す乗算器(MIX1)により f_1 [Hz]と f_2 [Hz]の信号を乗算することで得られる。しかし、一般には乗算器に歪み等があるので、 $f_1 + 2 \cdot f_2$ [Hz]の成分が発生してしまう。この周波数成分は送信スプリアスとなるので、 $f_1 + 2 \cdot f_2$ [Hz]の成分に起因する送信スプリアスは許容値以下になるように乗算器(MIX1)の後のフィルタ(BPF1)を用いて減衰することが行われる。しかしながら、FDDのシステムでは、送受信部が同時に動作するため、この周波数 $f_1 + 2 \cdot f_2$ [Hz]のスプリアスがデュプレクサ(DUP)または空間を介して受信部に漏洩されてしまうと、この信号を不要波として受信してしまう。その結果、無線機の受信性能が劣化してしまう。この漏洩を考慮してバンドパスフィルタ(BPF1)の特性を設定すればこの問題は回避できるが、空間を介した結合を考慮する必要があるので一般に難しい。

【0038】したがって、送信信号の漏洩を受信部で受信することを避けるため、受信信号に送信信号の漏洩が重畳しないように次のように周波数を設定する。重畳しないための条件の一つに以下に示す f_{center} と f_2 の周波数関係が挙げられる。

【0039】 $f_{center} \neq n \cdot f_2$ (但し、 n :整数)
このような関係を満足することによって受信性能の劣化を抑えることができる。なお、この実施形態では、簡単のために n を2としたが、同様な問題は f_2 と f_{center} とが整数倍の関係にある場合に生じるので、 n は整数となる。

【0040】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、送信系において、2つの周波数信号から送信用のローカル信号を乗算器で生成し、直交変調器で当該送信用ローカル信号によりベースバンド信号を送信周波数帯に直接変換し、また、受信系においてはヘテロダイン方式を採用し、中間周波数帯のフィルタの帯域として可変伝送レート最大の帯域幅を設定したことにより、性能を劣化させることなく、送信系および受信系からIF段の可変フィルタを不要とした簡単な構成の可変レート無線機を実現することができる。

【0041】また、本発明によれば、受信RF信号の周波数と、第1の周波数信号の周波数 f_1 との差の絶対値の周波数を f 、第2の周波数信号の周波数 f_2 の整数倍の値を $n \cdot f_2$ （但し、 n は整数、 $f_1 > f_2$ ）として、 $f > n \cdot f_2$ または $f < n \cdot f_2$ の条件を満足することによって、送信信号の漏洩を受信部で受信することが避けられ、受信性能の向上を図ることができる。

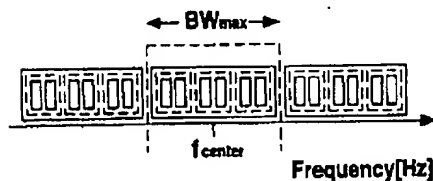
【0042】さらに、本発明によれば、送信用ベースバンド信号を発生するD/A変換器のクロック周波数 f_{ck} を伝送帯域の少なくとも2倍以上とし、D/A変換器の後段に装備されるローパスフィルタの通過帯域 f_{LPF} を伝送帯域以上かつ f_{ck} の $1/2$ 以下とするように、伝送帯域によりそれぞれ可変するように構成すること、或いは、クロック周波数 f_{ck} を伝送帯域の最大周波数の少なくとも2倍以上とし伝送帯域によらず固定とし、ローパスフィルタの通過帯域 f_{LPF} を伝送帯域以上かつ f_{ck} の $1/2$ 以下とするように伝送帯域により可変するように構成することで、全ての伝送帯域に対し、折り返し歪みを生じることなくベースバンド信号を生成することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態である可変レート無線機の送受信部の構成を示す図

【図2】可変レートの信号を表した図

【図2】



【図3】本発明の他の実施形態である可変レート無線機の送受信部の構成を示す図

【図4】図1のバンドパスフィルタ(BPF4)における中心周波数の設定方法を示す図($f_1 < f_{TX} < f_{RX}$ の場合)

【図5】図1のバンドパスフィルタ(BPF4)における中心周波数の設定方法を示す図($f_{TX} < f_{RX} < f_1$ の場合)

【図6】図1のバンドパスフィルタ(BPF4)における中心周波数の設定方法を示す図($f_{RX} < f_{TX} < f_1$ の場合)

【図7】図1のバンドパスフィルタ(BPF4)における中心周波数の設定方法を示す図($f_1 < f_{RX} < f_{TX}$ の場合)

【図8】図1のバンドパスフィルタ(BPF4)における中心周波数の設定方法を示す図($f_1 < f_{TX} = f_{RX}$ の場合)

【図9】図1のバンドパスフィルタ(BPF4)における中心周波数の設定方法を示す図($f_1 > f_{TX} = f_{RX}$ の場合)

【図10】ローカルのスプリアスによる受信特性劣化についての説明図

【図11】ローカル発振器への干渉を妨げる従来の直接変調方式を示す図

【符号の説明】

AT……アンテナ

DUP……デュプレクサ

MIX1~4……ミキサ(乗算器)

1st LO……第1の発振器

2nd LO……第2の発振器

BPF1~4……バンドパスフィルタ

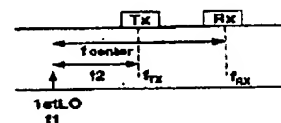
LPF……ベースバンド信号用のローパスフィルタ

RIF……受信用IF段信号処理部

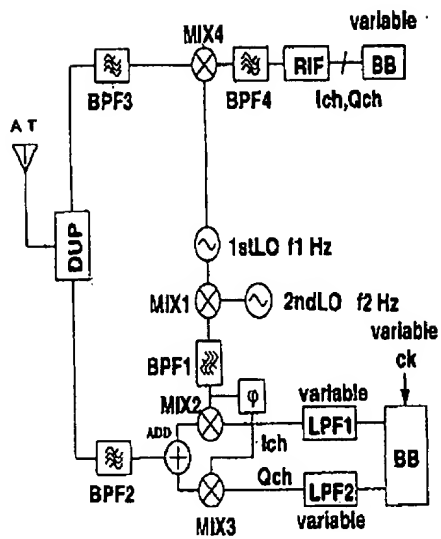
ADD……加算器

BB……ベースバンド信号処理部

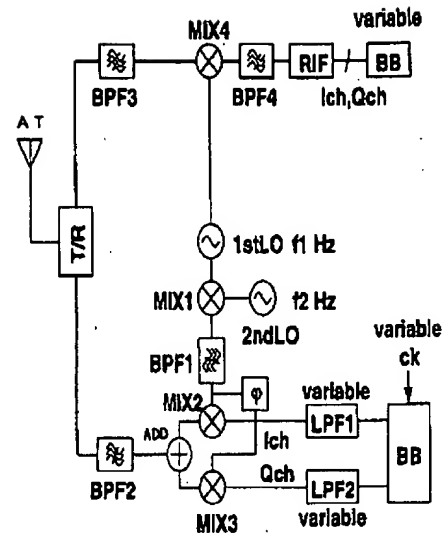
【図4】



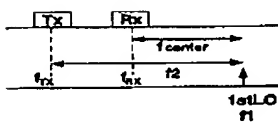
〔図 1〕



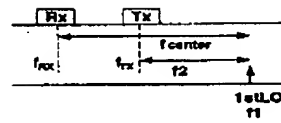
〔図 3〕



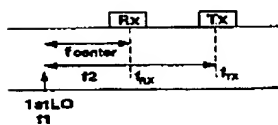
〔図 5〕



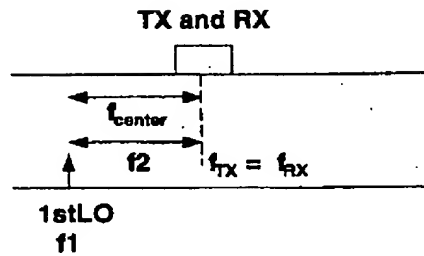
〔図 6〕



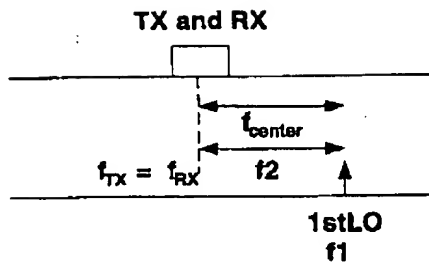
〔図 7〕



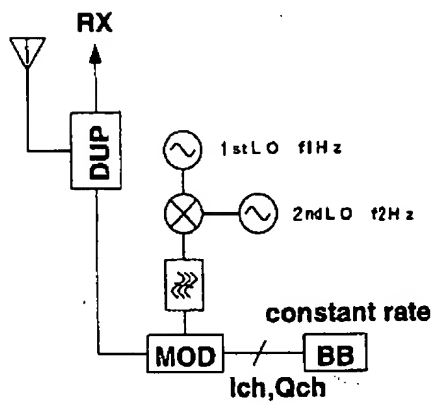
〔図 8〕



[図 9]



[図 11]



[図 10]

